

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-101547

(43)Date of publication of application : 07.04.2000

(51)Int.Cl. H04J 13/04
H04L 1/02

(21)Application number : 10-264173

(71)Applicant : IWATSU ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 18.09.1998

(72)Inventor : FUJIMOTO ATSUSHI
SHINOHARA MASARU

(54) RECEIVER FOR SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION WAVE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a receiver for spread spectrum communication waves capable of reducing cross correlation generated by code multiplex by using a correlation suppression filter and realizing the high-speed transmission of high quality.

SOLUTION: For the reception of the spread spectrum communication waves for receiving time shift multiplexed spread spectrum signals, by passing inverse spread signals outputted from a matched filter 4 through the correlation suppression filter 8, reducing the cross correlation and then performing detection and decoding, the cross correlation generated by the code multiplex is reduced and the high-speed transmission of the high quality is realized.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-101547

(P2000-101547A)

(43) 公開日 平成12年4月7日(2000.4.7)

(51) IntCl.⁷

識別記号

F I

ページ(参考)

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G

H 0 4 L 1/02

H 0 4 L 1/02

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平10-264173

(22) 出願日 平成10年9月18日(1998.9.18)

(71) 出願人 000000181

岩崎通信機株式会社

東京都杉並区久我山1丁目7番41号

(72) 発明者 藤本 敦

東京都杉並区久我山一丁目7番41号 岩崎
通信機株式会社内

(72) 発明者 篠原 勝

東京都杉並区久我山一丁目7番41号 岩崎
通信機株式会社内

(74) 代理人 100069257

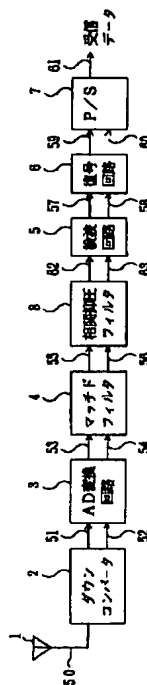
弁理士 大塚 学

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信波の受信装置

(57) 【要約】

【課題】 符号多重により生じる相互相関を相関抑圧フィルタを用いて低減して高品質な高速伝送を実現可能とするスペクトル拡散通信波の受信装置を提供する。

【解決手段】 時間シフト多重されたスペクトル拡散信号を受信するスペクトル拡散通信波の受信のために、マッチドフィルタから出力される逆拡散信号を相関抑圧フィルタに通して、相互相関を低減したのちに検波および復号を行うことにより、符号多重により生じる相互相関が低減され高品質な高速伝送が実現される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 同一の拡散符号で拡散された複数のスペクトル拡散信号を拡散符号の位相が互いに異なるように時間的にずらして多重化し伝送するスペクトル拡散通信波の受信装置において、

伝送信号を受信する受信アンテナと、

前記受信アンテナで受信した受信信号を送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートしてベースバンド I/Q 信号に周波数変換するダウンコンバート手段と、

前記ベースバンド I/Q 信号を AD 変換する AD 変換手段と、

前記 AD 変換手段から出力されるデジタル I/Q 信号の逆拡散信号を得るためのマッチドフィルタ手段と、

前記拡散符号のパワースペクトルの逆数となる周波数特性を有し、前記マッチドフィルタ手段から出力される逆拡散信号における相互相関を抑圧するための相関抑圧フィルタ手段と、

前記相関抑圧フィルタ手段から出力される相互相関抑圧逆拡散信号を検波するための検波手段と、

前記検波手段から出力される検波信号を復号するための復号手段とを備えたスペクトル拡散通信波の受信装置。

【請求項 2】 同一の拡散符号で拡散された複数のスペクトル拡散信号を拡散符号の位相が互いに異なるように時間的にずらして多重化し伝送するスペクトル拡散通信波の受信装置において、

伝送信号を受信する受信アンテナと、

前記受信アンテナで受信した受信信号を送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートしてベースバンド I/Q 信号に周波数変換するダウンコンバート手段と、

前記ベースバンド I/Q 信号を AD 変換する AD 変換手段と、

前記 AD 変換手段から出力されるデジタル I/Q 信号の逆拡散信号を得るためのマッチドフィルタ手段と、

前記マッチドフィルタ手段から出力される逆拡散信号を検波するための検波手段と、

前記検波手段からの検波出力における相互相関を抑圧するための相関抑圧フィルタ手段と、

前記相関抑圧フィルタ手段から出力される相互相関抑圧検波信号を復号するための復号手段とを備えたスペクトル拡散通信波の受信装置。

【請求項 3】 前記相関抑圧フィルタ手段は、タップ数 21 の FIR フィルタであることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のスペクトル拡散通信波の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、同一の拡散符号で拡散された複数のスペクトル拡散信号を拡散符号の位相が互いに異なるように時間的にずらして多重化し伝送するスペクトル拡散通信波の受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 現在、2.4GHz 帯スペクトル拡散通信による無線 LAN が実用化されているが、その伝送速度は 2Mbps 以下のものが大部分である。しかし、端末の CPU 性能の向上もあり、今後は画像やグラフィック等のイメージ情報を含むアプリケーションの使用も増加していくものと予想され、伝送速度のさらなる高速化が求められている。国内においては、電波法により 2.4GHz 帯スペクトル拡散通信の占有帯域幅は 26MHz 以下、また拡散率は 10 以上と定められている。このため、符号多重を行わない場合の伝送速度は、原理的に 4 値変調を用いた場合で 5.2Mbps 以下、16 値変調を用いた場合で 10.4Mbps 以下となる。これらの伝送速度の上限は理想フィルタで帯域制限した場合の値であり、実際の伝送速度は、帯域制限に用いるフィルタの性能、ベースバンド部のリニアリティ等により制限され、現状では 4 値変調を用いた場合で約 2Mbps、16 値変調を用いた場合で約 4Mbps が上限である。

【0003】 変調の多数値を増大すると伝送速度も増大するが、フェージングに対する性能が劣化するため、フェージング環境下においては変調の多値数を 16 からさらに増大することは現実的ではない。従って、伝送速度を 4Mbps 以上に高速化するためには符号多重を行う必要がある。符号多重にはいくつかの方式があるが、その一つに同一の拡散符号で拡散された複数の拡散信号を拡散符号の位相が互いに異なるように時間的にずらして多重化する方式（以下では、時間シフト多重方式と称する）がある。この方式によると、4 値変調を用いた場合においても、符号多重数が 5 の場合で 10Mbps 程度、符号多重数が 10 の場合には 20Mbps 程度の高速伝送を実現することができる。

【0004】 図 8 は、符号多重数が 11 の場合の時間シフト多重方式の伝送信号の構成を示す概念図である。図 8 において、A は符号長 11 の拡散符号を表すベクトルであり、 D_k ($k = \dots -10, -9, \dots 0, 1, 2, \dots 25$) は k 番目の送信シンボルによる情報変調信号を表す。伝送信号は無線周波数帯の信号であるが、以下では等価低域系の信号を用いて説明する。等価低域系においては、 D_k は k 番目の送信シンボルによる変調信号を表す複素数となる。簡単のため情報変調を BPSK (Binary Phase-Shift Keying) とすると、 D_k は k 番目の送信データと等しくなる。この場合には、送信データ D_k が +1 のシンボルの拡散信号は A であり、 D_k が -1 のシンボルの拡散信号はバー A となる。ただし、バー A は拡散符号 A の各成分の符号を反転したものである。拡散符号としてバーカー符号を用いる場合には、 $A = [1 - 1 1 1 - 1 1 1 1 - 1 - 1 - 1]$ である。このとき、 $\text{バー} A = [-1 1 - 1 - 1 1 - 1 - 1 - 1 1 1 1]$ となる。

【0005】 拡散信号 1 ~ 11 はすべて拡散符号 A で拡

散された拡散信号であり、かつその拡散符号の位相は互いに異なっている。時間シフト多重方式の伝送信号は、これらの 11 個の拡散信号をすべて加算した信号である。なお、図 8 における伝送データは D_1, D_2, \dots であり、 $D_0 \sim D_{10}$ は伝送データに依らない初期値である。

【0006】従来のスペクトル拡散通信波の受信機を用いて時間シフト多重方式のスペクトル拡散信号の復調を行う場合の復調動作について図 9 を用いて説明する。図 9 は従来のスペクトル拡散通信波の受信機のブロック構成図である。受信アンテナ 1 で受信された時間シフト多重されたスペクトル拡散信号 50 は、ダウンコンバータ 2 において送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートされ、ベースバンド I (In-Phase) 信号 51、ベースバンド Q (Quadrature) 信号 52 (以下、I 信号と Q 信号をまとめて I Q 信号という) に周波数変換される。ベースバンド I Q 信号 51, 52 は AD 変換回路 3 において AD 変換され、デジタル I Q 信号 53, 54 となる。デジタル I Q 信号 53, 54 はマッチドフィルタ 4 において逆拡散され、マッチドフィルタ 4 からは逆拡散 I Q 信号 55, 56 が出力される。逆拡散 I Q 信号 55, 56 には 1 シンボル長の期間に符号多重数と同じ個数の相関ピークが現れる。検波回路 5 において各々の相関ピークの検波を行って検波信号の I 成分 57 と Q 成分 58 をとり出し、復号回路 6 において検波された各相関ピークの復号を行って復調データの I 成分 59 と Q 成分 60 をとり出し、これらからパラレル/シリアル変換器 7 により受信データ 61 を得る。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】時間シフト多重方式においては、通常、偶相関サイドローブと奇相関サイドローブの両方が十分に小さな拡散符号が用いられる。これは、拡散符号の自己相関サイドローブが 0 でない場合には、相関ピークに他の相関ピークのサイドローブが重畳され、相互相関により通信品質が劣化するためである。時間シフト多重方式における相互相関による通信品質の劣化について、図 8 を用いて説明する。図 8 に図示した信号は時間シフト多重方式の伝送信号であるが、ここでは受信機において伝送信号をベースバンド帯域に周波数変換した信号、すなわちデジタル I Q 信号を表すものとする。このとき、 D_k は k 番目の送信シンボルに対す

$$\text{Peak}_{11} = 11D_{11} + f_{-10}(D_1) + f_{-9}(D_2) + \dots + f_{-1}(D_{10}) + f_1(D_{12}) + \dots + f_{10}(D_{21}) \quad (2)$$

ここで、 $f_i(D_{11+i})$ は D_{11} に起因する相互相関を表す。特に、バーカー符号を用いる場合には、 Peak_{11} は次

$$\text{Peak(Barker)}_{11} = 11D_{11} - D_1 - D_3 - D_5 - D_7 - D_9 - D_{13} - D_{15} - D_{17} - D_{19} - D_{21} \quad (3)$$

【0011】以上においては、 D_{11} のシンボルの相関ピ

る複素変調信号と伝送路特性を表す複素包絡線の積である。以下では簡単のため情報変調は BPSK とし、また伝送路特性が 1 である場合について考える。この場合には、 D_k は k 番目の送信データと等しくなる。以下においては、図 8 における拡散信号 (11) の最初のシンボル、すなわち D_{11} の相関ピークにおける相互相関について調べる。

【0008】受信機のマッチドフィルタにおいて、デジタル I Q 信号と拡散符号との 1 シンボル期間での内積が計算され出力されるが、 D_{11} のシンボルの相関ピークは、時刻 t_k から時刻 t_s までの 1 シンボル期間のデジタル I Q 信号と拡散符号との内積である。時刻 t_k から時刻 t_s までの 1 シンボル期間の拡散信号 i ($i = 1, 2, \dots, 11$) を S_i と表記するものとする、 D_{11} のシンボルの相関ピーク Peak_{11} は次式 (1) で表現される。

【数 1】

$$\text{Peak}_{11} = \sum_{i=1}^{11} S_i \cdot A \quad (1)$$

ただし、上式において・印はベクトル間の内積を表すものとする。

【0009】(1) 式の右辺の 11 個の項のうち拡散信号 (11) に関する項は、 $S_{11} = D_{11} \cdot A$ であるから、 $S_{11} \cdot A = D_{11} \cdot A \cdot A = 11 \cdot D_{11}$ となる。この項は D_{11} に応じて +11 または -11 の値をとる。(1) 式の右辺の残りの項により、 D_{11} のシンボルに対する相互相関が発生する。拡散信号 (1) に関する項 $S_1 \cdot A$ は、図 8 より D_1 と D_{12} の両方で決まることが分かる。特にバーカー符号を用いる場合には、 $S_1 = [-D_{12} D_{12} D_{12} - D_{12} D_{12} D_{12} D_{12} - D_{12} - D_{12} - D_{12} D_1]$ であるから、 $S_1 \cdot A = -D_1$ となる。この場合には、 $S_1 \cdot A$ は D_1 だけで決定され D_{12} には依らない。拡散信号 (2) に関する項 $S_2 \cdot A$ は、図 8 より D_2 と D_{13} の両方で決まることが分かる。特にバーカー符号を用いる場合には、 $S_2 = [D_{13} D_{13} - D_{13} D_{13} D_{13} D_{13} - D_{13} - D_{13} D_2 - D_2]$ であるから、 $S_2 \cdot A = -D_{13}$ となる。この場合には、 $S_2 \cdot A$ は D_{13} だけで決定され D_2 には依らない。

【0010】拡散信号 (3) ~ (10) に関する項についても同様であり、結局、次式 (2) が得られる。

【数 2】

$$\text{Peak}_{11} = 11D_{11} + f_{-10}(D_1) + f_{-9}(D_2) + \dots + f_{-1}(D_{10}) + f_1(D_{12}) + \dots + f_{10}(D_{21}) \quad (2)$$

※式 (3) で与えられる。

【数 3】

$$\text{Peak(Barker)}_{11} = 11D_{11} - D_1 - D_3 - D_5 - D_7 - D_9 - D_{13} - D_{15} - D_{17} - D_{19} - D_{21} \quad (3)$$

ークにおける相互相関に着目したが、同様の議論は任意

の D_N ($N \geq 11$) に対して成り立つことから、次式 *【数4】

$$(4), (5) \text{ が得られる。} \\ \text{Peak}_N = 11D_N + f_{-10}(D_{N-10}) + \dots + f_{-1}(D_{N-1}) + f_1(D_{N+1}) + \dots \\ + f_{10}(D_{N+10}) \quad (4)$$

$$\text{Peak(Barker)}_N = 11D_N - D_{N-10} - D_{N-8} - \dots - D_{N-2} - D_{N+2} - D_{N+4} \\ - \dots - D_{N+10} \quad (5)$$

【0012】(4)式において第2項以降の項がすべて0であるような拡散符号、すなわち偶相関サイドローブおよび奇相関サイドローブがすべて0であるような拡散符号があれば、相互相関による劣化を受けることなく時間シフト多重を行うことができる。ところが、実際にはこのような符号は知られておらず、実用的には、偶相関サイドローブと奇相関サイドローブの両方が0ではないが小さな値をとるバーカー符号が用いられている。バーカー符号の偶相関および奇相関サイドローブの振幅はすべて1であるので、バーカー符号は2値符号の中では最も時間シフト多重に適した符号といえる。ところが、この時間シフト多重に最適なバーカー符号を用いる場合においても、多重数を拡散率と同程度にまで大きくすると、相互相関による劣化が非常に大きくなってしまふ。

【0013】符号長11のバーカー符号を用いる場合の最大多重数は11であるが、このときの相関ピーク振幅は伝送データに応じて1以上2以下となる。バーカー符号を用いて時間シフト11多重を行ったときの信号点間距離の劣化の様子を図10に示す。ただし、図10では情報変調としてQPSK [Quadrature Phase-Shift Keying] 変調を用いる場合について示してある。図10

(a)に多重を行わない場合の信号点配置を、図10

(b)に11多重したときの信号点の位置を示している。図10(b)において黒丸で示した4つの信号点は無歪みの信号点であり、それ以外の白丸で示した信号点はすべて相互相関の影響を受けた信号点である。相互相関によりI軸およびQ軸を越える信号点は存在しないが、最悪の信号点では多重を行わない場合と比較して信号点距離が $1/11$ に劣化している。これは、 S/N に換算すると20.8dBの劣化に相当する。また、11多重することにより、1信号当たりの信号電力は $1/11$ となるが、これは S/N に換算すると10.4dBの劣化に相当する。

【0014】すなわち、図9に示した構成のスペクトル拡散通信波の受信機を用いて符号長11のバーカー符号を時間シフト11多重したスペクトル拡散信号の復調を行う場合には、最悪の信号点における誤り率特性が多重を行わない場合と比較して S/N 換算で31.2dBだけ劣化してしまう。このように、時間シフト多重されたスペクトル拡散信号を伝送するシステムにおいて、図9

に示した従来のスペクトル拡散通信波の受信機で復調を行う場合には、符号多重を行うと誤り率特性が大きく劣化するため、符号多重数を大きくできないという問題点があった。

【0015】本発明は、上記事情に鑑みて、符号多重により生じる相互相関を相関抑圧フィルタを用いて低減して高品質な高速伝送を実現可能とするスペクトル拡散通信波の受信装置を提供することを目的とする。

【0016】

20 【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、本発明のスペクトル拡散通信波の受信装置は、伝送信号を受信する受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した受信信号を送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートしてベースバンドI/Q信号に周波数変換するダウンコンバート手段と、前記ベースバンドI/Q信号をAD変換するAD変換手段と、前記AD変換手段から出力されるデジタルI/Q信号の逆拡散信号を得るためのマッチドフィルタ手段と、前記マッチドフィルタ手段から出力される逆拡散信号における相互相関を抑圧するための相関抑圧フィルタ手段と、前記相関抑圧フィルタ手段から出力される相互相関抑圧逆拡散信号を検波するための検波手段と、前記検波手段から出力される検波信号を復号するための復号手段を備えた構成を有している。また、本発明のスペクトル拡散通信波の受信装置は、伝送信号を受信する受信アンテナと、前記受信アンテナで受信した受信信号を送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートしてベースバンドI/Q信号に周波数変換するダウンコンバート手段と、前記ベースバンドI/Q信号をAD変換するAD変換手段と、前記AD変換手段から出力されるデジタルI/Q信号の逆拡散信号を得るためのマッチドフィルタ手段と、前記マッチドフィルタ手段から出力される逆拡散信号を検波するための検波手段と、前記検波手段からの検波出力における相互相関を抑圧するための相関抑圧フィルタ手段と、前記相関抑圧フィルタ手段から出力される相互相関抑圧検波信号を復号するための復号手段とを備えた構成を有している。

【0017】

50 【発明の実施の形態】本発明による時間シフト多重されたスペクトル拡散信号を受信するスペクトル拡散通信波

の受信装置は、マッチドフィルタから出力される逆拡散信号を相関抑圧フィルタに通して、相互相関を低減したのちに検波および復号を行うことにより、符号多重により生じる相互相関が低減され高品質な高速伝送が実現される。

【0018】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明する。図1は、本発明の一実施例におけるスペクトル拡散通信波の受信装置のブロック構成図である。図1において、受信アンテナ1で受信された時間シフト多重されたスペクトル拡散信号50はダウンコンバータ2において送信周波数とほぼ等しい周波数でダウンコンバートされ、ベースバンドIQ信号51、52に周波数変換される。ベースバンドIQ信号51、52はAD変換回路3においてAD変換され、デジタルIQ信号53、54となる。デジタルIQ信号53、54はマッチドフィルタ4において逆拡散され、マッチドフィルタ4からは逆拡散信号55、56が出力される。逆拡散信号55、56には1シンボル長の期間に符号多重数と同じ個数の相互相関を含んだ相関ピークが現れる。逆拡散信号55、56は、相関抑圧フィルタ8を通すことによりその相互相関が低減される。相関抑圧フィルタ8から出力される相互相関抑圧逆拡散信号62、63は検波回路5に印加され、各々の相関ピークの検波が行われる。検波回路5から出力される検波信号57、58は復号回路6において*

$$\begin{aligned} \text{Peak}_N = & 11D_N + C_{-10} \cdot D_{N-10} + \dots + C_{-1} \cdot D_{N-1} + C_1 \cdot D_{N+1} \\ & + \dots + C_{10} \cdot D_{N+10} \end{aligned} \quad (6)$$

(6)式より、相関ピーク Peak_k は、送信データ D_k をタップ数が21のFIRフィルタに通したときの出力信号と等価であることが分かる。すなわち、 Peak_k は、送信データ D_k を i チップ後のタップ係数が c_i であるFIRフィルタに通したときの出力に等しい。ただし、 $c_0 = 11$ とする。

【0021】符号多重による相互相関は上述のFIRフ※

$$c_i = \begin{cases} 11 & (i=0) \\ -1 & (i=\pm 2, \pm 4, \pm 6, \pm 8, \pm 10 \text{ チップ}) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (7)$$

である。(7)式をタップ係数とするFIRフィルタの周波数特性を図4に実線で示す。

【0022】(7)式のFIRフィルタの逆フィルタをタップ数129のFIRフィルタで近似したときのインパルス応答を図3に示す。また、得られた逆フィルタの周波数特性を図4に破線で示す。符号多重による相互相関と等価なFIRフィルタのインパルス応答は拡散符号の自己相関関数であるから、その周波数特性は拡散符号のパワースペクトルとなる。従って、拡散符号のパワースペクトルの逆数となる周波数特性を有するフィルタを

*復号され、復調データI成分59、復調データQ成分60が出力され、パラレル/シリアル変換回路7により受信データ61となる。

【0019】図1において、検波回路5としては同期検波のようなリニアな検波を用いることもできるが、遅延検波のようなリニアでない検波を用いることもできる。検波回路5としてリニアな検波を用いる場合には、図2に示したように相関抑圧フィルタ8を検波回路5の出力側に挿入することもできる。図2に示した別の実施例においては、マッチドフィルタ4から出力される逆拡散IQ信号55、56は検波回路5に印加されて相関ピークの検波が行われる。検波回路5から出力される検波信号のI成分57とQ成分58には相互相関が含まれるが、相関抑圧フィルタ8を通すことによりその相互相関は低減される。相関抑圧フィルタ8から出力される相互相関抑圧検波信号のI成分64とQ成分65は復調回路6において復号され、復調データのI成分59とQ成分60とが出力され、パラレル/シリアル変換回路7により受信データ61となる。

【0020】以下では、相関抑圧フィルタ8による相互相関の抑圧について、さらに詳細に説明する。(4)式において、 D_{m+i} に起因する相互相関 f_i (D_{m+i})は D_{m+i} に比例することから、次式(6)が得られる。

【数5】

※フィルタによる符号間干渉と等しいので、逆拡散信号を上述のFIRフィルタの逆フィルタに通すことにより相互相関を抑圧することができる。拡散符号としてバーカー符号を用いる場合のFIRフィルタのタップ係数は(5)式より求まる。すなわち、

【数6】

逆フィルタとし、逆拡散信号をこの逆フィルタに通すことにより、相互相関が抑圧される。拡散符号としてバーカー符号を用いる場合には、図3に示したインパルス応答を有するFIRフィルタにより相関抑圧フィルタ8が実現される。符号長11のバーカー符号を用いて11符号多重を行った場合の逆拡散信号のコンスタレーションおよび相関抑圧フィルタにより相互相関を抑圧した後のコンスタレーションを図5(a)および(b)に各々示す。図5より、タップ数が129段のFIRフィルタで構成された逆フィルタを通すことにより相互相関が精度

よく抑圧されていることが分かる。

【0023】 相関抑圧フィルタ 8 の回路構成の具体例を図 6 に示す。図 6 において m ビットレジスタ 9, 10, ..., 11 および m ビットレジスタ 12, 13, ..., 14 は各々 m ビット $\times N$ 段のタップ付きシフトレジスタを構成している。ここで、 m は逆拡散信号の量子化ビット数であり、 N は逆フィルタを実現する FIR フィルタの段数から 1 を差し引いた数である。上述の例では、タップ数 129 の FIR フィルタで逆フィルタを実現しているので、 $N=128$ である。これらの 2 つのシフトレジスタには逆拡散信号の I 成分および Q 成分が印加されており、過去 N チップ分の逆拡散信号の相関ピーク値が記憶されている。記憶された逆拡散信号 I 成分の各タップ出力には乗算器 15, 16, ..., 18 において各々タップ係数 k_i ($i=1, 2, \dots, N$) が掛け合わされる。一方、記憶された逆拡散信号 Q 成分の各タップ出力には乗算器 19, 20, ..., 22 において各々タップ係数 k_i が掛け合わされる。タップ係数 k_i の値は、I 成分と Q 成分で共通である。記憶された逆拡散信号 I 成分とタップ係数との積の総和は加算器 23 において求められて、相互相関抑圧逆拡散信号 I 成分 62 として出力される。記憶された逆拡散信号 Q 成分とタップ係数との積の総和は加算器 24 において求められて、相互相関抑圧逆拡散信号 Q 成分 63 として出力される。

【0024】 図 7 は、本発明によるスペクトル拡散通信波の受信装置を用いた場合のビット誤り率特性の改善に関する計算機シミュレーション結果である。図 7 には、符号長 11 のパーカー符号を用いて 11 符号多重を行った場合のシミュレーション結果を示している。図 7 で、①は符号多重なしの場合、②は 11 符号多重で本発明により相互抑圧を行った場合、③は 11 符号多重で相関抑圧を行わない場合である。11 符号多重された受信信号を図 9 に示した従来のスペクトル拡散通信波の受信装置を用いて復調した③の場合には、ビット誤り率 (BER) が 10^{-3} となる CNR は、符号多重を行わない①の場合と比較して約 16.5 dB だけ劣化している。11 符号多重による 1 信号当たりの信号電力の減少は 10.4 dB であるので、約 6 dB だけ余計に劣化している。この余分の劣化は、多重された符号間での相互相関に起因している。一方、本発明によるスペクトル拡散通信波の受信装置を用いて復調した②の場合には、ビット誤り率が 10^{-3} となる CNR は符号多重を行わない①の場合と比較して約 12.5 dB だけ劣化している。この場合の相互相関による劣化は約 2 dB であり、相関抑圧フィルタを使用しない③の場合と比較して約 4 dB の改善がある。すなわち、ビット誤り率が 10^{-3} 程度の領域では、本発明によるスペクトル拡散通信波の受信装置を用いることにより、符号多重時の相互相関に起因する劣化を大幅に改善することができる。

【0025】

【発明の効果】 以上詳細に説明したように、同一の拡散符号で拡散された複数のスペクトル拡散信号を拡散符号の位相が互いに異なるように時間的にずらして多重し伝送するスペクトル拡散通信において、本発明によるスペクトル拡散通信波の受信装置を用いると、符号多重により生じる相互相関を相関抑圧フィルタにより低減した後、復調を行うので、相互相関に起因する品質劣化を大幅に軽減できるため、高品質の高速伝送を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施例を示すブロック図である。

【図 2】 本発明の他の実施例を示すブロック図である。

【図 3】 本発明に用いる FIR フィルタのインパルス応答を示す特性図である。

【図 4】 本発明に用いる FIR フィルタの周波数特性図である。

【図 5】 本発明に用いる相関抑圧フィルタの前後における逆拡散信号のコンステレーション (a) (b) である。

【図 6】 本発明に用いる相関抑圧フィルタの回路構成例を示すブロック図である。

【図 7】 本発明装置によるビット誤り率の改善度を示すシミュレーション結果特性図である。

【図 8】 本発明を適用する時間シフト多重方式の伝送信号例を示す図である。

【図 9】 従来のスペクトル拡散通信波の受信機例を示すブロック図である。

【図 10】 時間シフト 11 多重を行わないとき (a) と行ったとき (b) の信号点間距離の劣化の様子を示す図である。

【符号の説明】

- 1 アンテナ
- 2 ダウンコンバータ
- 3 AD変換回路
- 4 マッチドフィルタ
- 5 検波回路
- 6 復号回路
- 7 パラレル/シリアル変換回路
- 8 相関抑圧フィルタ

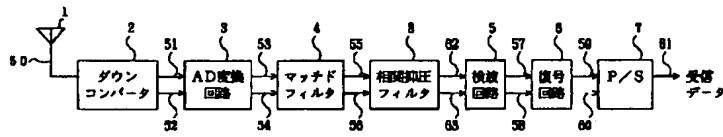
- 9, 10, 11, 12, 13, 14 m ビットレジスタ
- 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22 乗算器
- 23, 24 加算器
- 50 受信信号
- 51 ベースバンド I 信号
- 52 ベースバンド Q 信号
- 53 デジタル I 信号
- 54 デジタル Q 信号
- 55 逆拡散信号 I 成分
- 56 逆拡散信号 Q 成分

57 検波信号I成分
 58 検波信号Q成分
 59 復調データI成分
 60 復調データQ成分
 61 受信データ

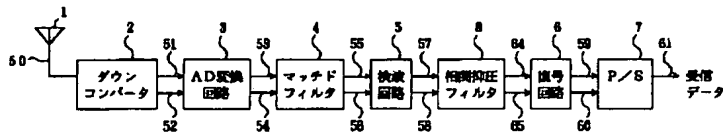
* 62 相互相関抑圧逆拡散信号I成分
 63 相互相関抑圧逆拡散信号Q成分
 64 相互相関抑圧検波信号I成分
 65 相互相関抑圧検波信号Q成分

*

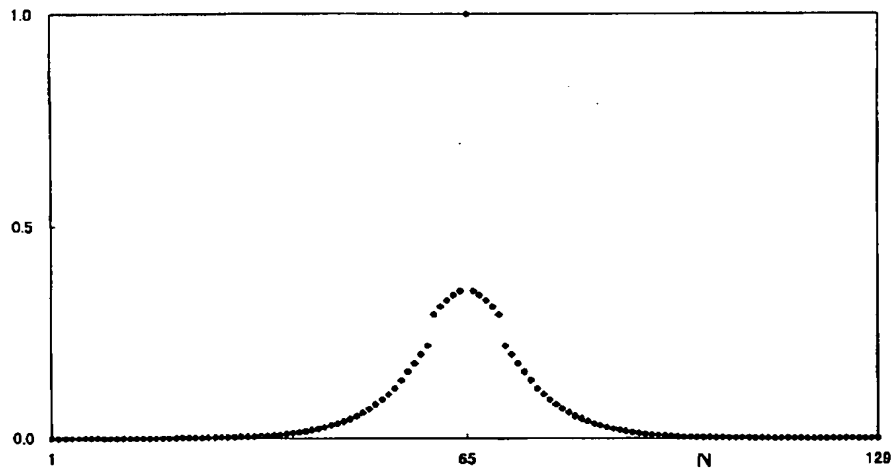
【図1】



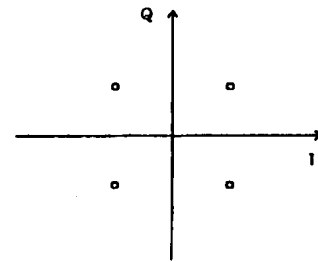
【図2】



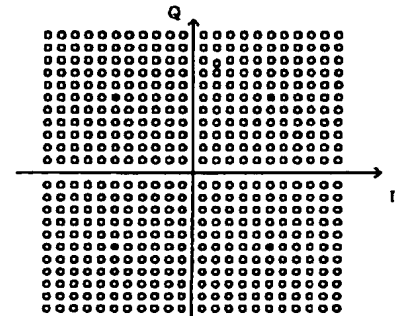
【図3】



【図10】

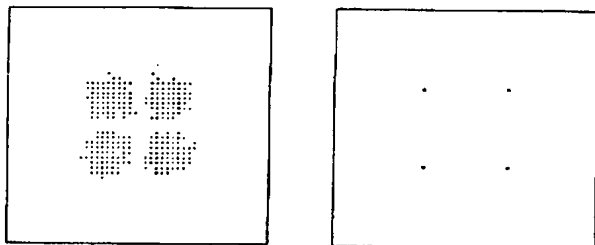


(a) 多重を行わない場合の信号点



(b) 11多重したときの信号点

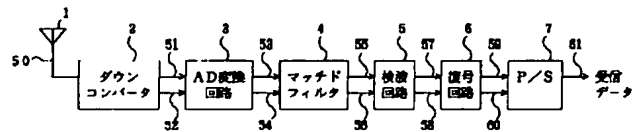
【図5】



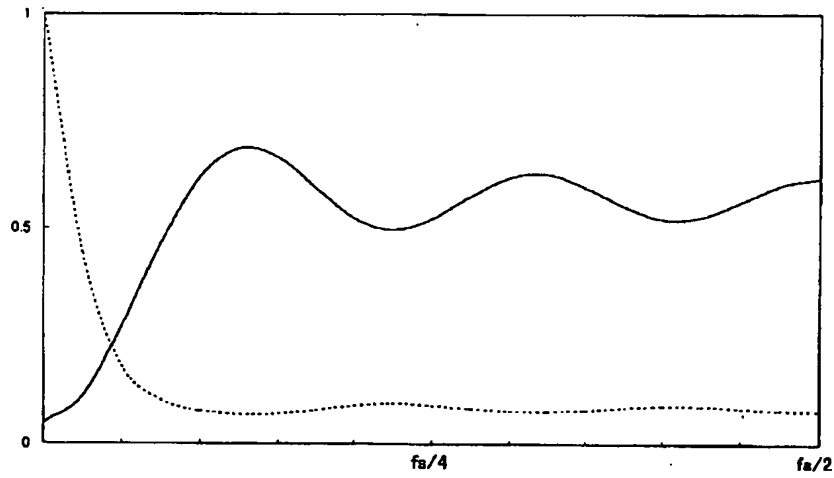
(a)

(b)

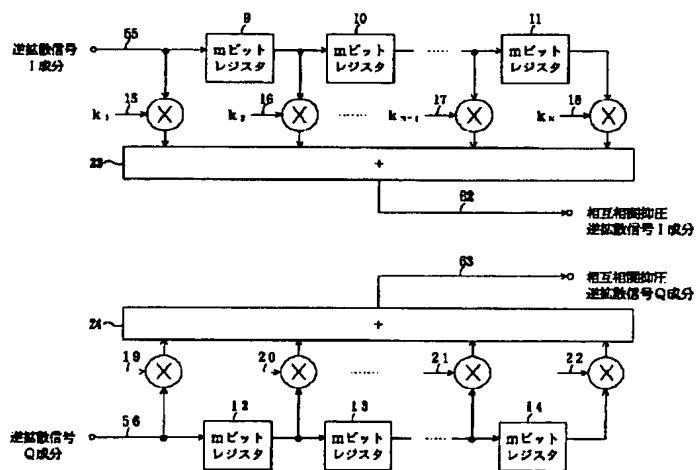
【図9】



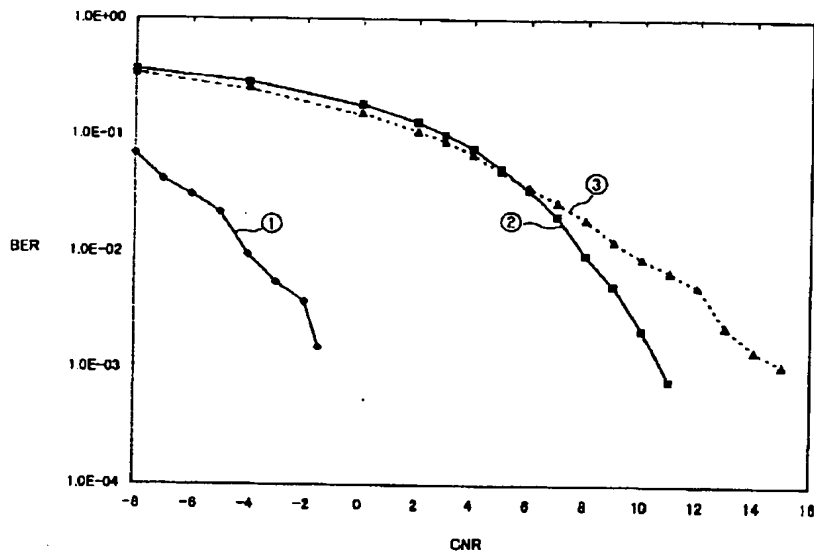
【図 4】



【図 6】



【図7】



【図8】

